

⑬ 日本国特許庁 (JP) ⑭ 特許出願公開
⑯ 公開特許公報 (A) 昭55—8165

⑮ Int. Cl.³
H 03 D 7/14

識別記号

庁内整理番号
6416—5 J

⑰ 公開 昭和55年(1980)1月21日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 4 頁)

⑱ ダブルバランス型ミキサー回路

⑲ 特 願 昭53—81135
⑳ 出 願 昭53(1978)7月4日
㉑ 発 明 者 五十嵐貞男

東京都大田区雪谷大塚町1番7
号アルプス電気株式会社内
㉒ 出 願 人 アルプス電気株式会社
東京都大田区雪谷大塚町1番7
号

明 細 書

1. 発明の名称

ダブルバランス型ミキサー回路

2. 特許請求の範囲

リング状に4個のダイオードを接続し、該ダイオードの接続部のうち少なくとも対向する二つの接続部にバイアス用コンデンサと抵抗からなる並列回路を挿入したダブルバランス型ミキサー回路において、前記ダイオードとコンデンサとの各接続点に高周波バイパス用のストリツプラインをそれぞれ設けたことを特徴とするダブルバランス型ミキサー回路。

3. 発明の詳細な説明

本発明はダイオードに自己バイアスをかけたマイクロ波帯ダブルバランス型ダイオードミキサー回路の改良に関する。

ダイオードミキサー回路において、優れた混変調特性を得る手段として、ダイオードに局発信号を利用して自己バイアスをかける方法が知られている。

例えば、図1図はこのような目的の従来のダブルバランス型ミキサー回路を示す図である。

同図において、(1)はRF信号源、(2)は局発信号源、 (T_1) 及び (T_2) はバランス型トランス、 $(D_1) \sim (D_4)$ はミキサーダイオード、 $(R_1) \sim (R_4)$ はバイアス用抵抗、 $(C_1) \sim (C_4)$ は局発信号のDC成分の電荷を蓄えてダイオード $(D_1) \sim (D_4)$ に逆バイアスをかけるとともにRF信号を通過させるためのコンデンサであり、RF信号及び局発信号をRF信号源(1)及び局発信号源(2)からそれぞれバランス型トランス (T_1) 、 (T_2) を介してダイオード $(D_1) \sim (D_4)$ に平衡的に加えると、局発信号とRF信号の和、又は差の周波数信号、即ち、IF信号が端子(3)とアース間から出力されるよう動作する。

そして、その回路においては、局発信号がその正、負の極性に対応して、それぞれダイオード $(D_1) \rightarrow$ コンデンサ $(C_1) \rightarrow$ ダイオード $(D_3) \rightarrow$ コンデンサ (C_3) 又はダイオード $(D_2) \rightarrow$ コンデンサ $(C_2) \rightarrow$ ダイオード $(D_4) \rightarrow$ コンデンサ (C_4) の経路で流れるので、コンデンサ $(C_1) \sim (C_4)$ の両端には局発信号

特開昭55-8165(2)

によつて図中に+及び-の符号で示す極性の電圧が発生し、この電圧によつてダイオード(D₁)～(D₄)は逆バイアスされている。

なお、抵抗(R₁)～(R₄)はコンデンサ(C₁)～(C₄)に蓄えられた電荷を放電させるもので、該抵抗(R₁)～(R₄)の抵抗値を調整することによつて、ミキサ回路の混変調特性が最良になるようにダイオード(D₁)～(D₄)のバイアス電圧、即ちコンデンサ(U₁)～(U₄)の両端に発生する電圧を設定している。

このような従来のミキサ回路は比較的低い周波数帯、例えばRF信号、局発信号及びIF信号の全てが1000MHz以下の場合には良好な特性を示すが、RF信号、局発信号、IF信号のどれか一つの信号又はそれ以上の信号がUHF帯の高域側に含まれる場合、例えば局発信号が2050～2960MHz、IF信号が3000MHz、RF信号が40～950MHzの場合には、コンデンサ(C₁)～(C₄)及び抵抗(R₁)～(R₄)とアース間の容量、コンデンサ(C₁)～(C₄)及びダイオード

(D₁)～(D₄)のリードインダクタンス等が影響してコンデンサ(C₁)～(C₄)及びダイオード(D₁)～(D₄)を流れる局発信号が減少する。

その為コンデンサ(U₁)～(U₄)の両端に発生する電圧が減少してダイオード(D₁)～(D₄)のバイアス電圧を混変調特性が最良になるよう設定することが不可能になり、混変調特性が悪化したりあるいは変換損失が大きくなつてミキサ回路のNF特性が悪くなるという欠点があつた。

更に、ダイオード(D₁)～(D₄)に流れる電流が少くなると該ダイオード(D₁)～(D₄)に流れる電流の値がバラツキやすくなつて相互変調特性も悪くなる等の欠点もあつた。

この様に悪化した混変調特性、NF特性、相互変調特性を改善するためには局発信号源(2)の電力を増大させる方法も考えられるが、その場合には局発回路の駆動素子が高価になることにも不要材料等の問題等が発生するので現実的な対策にはなり得なかつた。

本発明は前述の如き諸欠点を改善することを目

的とするもので、以下本発明をその実施例を示す図面を用いて説明する。

第2図は本発明の一実施例のダブルバランス型ダイオードミキサ回路を示す図であり、同図において、(1)は40～950MHzのRF信号源、(2)は2050～2960MHzの局発信号源、(3)は3000MHzのIF信号を取り出すIF端子、(T₁)はバランス型トランス、(T₂)はバランス型ハイブリッドリング、(4)～(7)は終端開放のストリツプライン、(U₁)～(U₄)はRF信号を通過させるコンデンサ、(R₁)～(R₄)はバイアス用抵抗、(L₁)、(L₂)はRF信号に対してローパスフィルタを形成するコイル、(U₅)～(U₇)は高周波信号のみを通過させるコンデンサで、第1図に示した素子と等価な働きをする素子にはそれぞれ第1図と同符号を付した。

そして、このミキサ回路は従来例と同じく、HF信号、局発信号をRF信号源(1)、局発信号源(2)からそれぞれバランス型トランス(T₁)、ハイブリッドリング(T₂)を介してダイオード(D₁)～(D₄)

に平衡的に加えると、IF信号が端子(3)から出力されるよう動作するものである。

このミキサ回路において、ダイオード(D₁)、(D₂)のアノード及び(D₂)、(D₄)のカソードに接続された終端開放のストリツプライン(4)～(7)の長さはダイオード(D₁)～(D₄)のリードインダクタンスとストリツプライン(4)～(7)のそれぞれの直列回路が3000MHzのIF周波数で直列共振するように、3000MHzの $\frac{1}{4}$ 波長の長さより少し短く設定されている。

従つて、端子(8)、(9)からダイオード(D₁)～(D₄)を見た時のリアクタンスはIF周波数に対してほぼ零に近い値となつている。

又、このストリツプライン(4)～(7)は2050～2960MHzの局発信号に対しても良好なバイパス動作をするので、ハイブリッドリング(T₂)の端子(8)、(9)からダイオード(D₁)～(D₄)に印加された局発信号はストリツプライン(4)～(7)を通して良好に流れ、第1図の場合と同様にコンデンサ(U₁)～(U₄)の両端には図中+又は-で示した極性の電圧

が発生する。

従つて、抵抗 (R_1) ~ (R_4) の抵抗値を調整してミキサ回路の混変調特性及び変換損失等が最良になる様ダイオード (D_1) ~ (D_4) のバイアス電圧を設定することができる。

なお、局発信号源(1)に接続されたバランス型ハイブリッドリング (T_4) は信号の波長に関係した長さの伝送路を利用したもので、該ハイブリッドリング (T_4) 上の点 (P_1) と点 (P_2) 間、点 (P_2) と点 (P_3) 間、点 (P_3) と点 (P_4) 間は共に $\frac{1}{4}$ 波長の、又点 (P_4) と (P_1) 間は $\frac{3}{4}$ 波長の長さのストリツプラインであり、全体として $\frac{5}{4}$ 波長の長さのリングを構成している。

このようなハイブリッドリング (T_4) は約半オクターブの周波数範囲において、端子(8)と端子(9)の信号が良好な逆位相特性を示すことが知られている。

本実施例においては、ハイブリッドリング (T_4) の波長は局発信号の周波数 2050 ~ 2960 MHz のほぼ中心周波数である 2500 MHz の波長に設定されているので、局発信号 2050 ~ 2960

MHz は 2500 MHz の周波数の半オクターブの周波数範囲に含まれ、従つて局発信号はハイブリッドリング (T_4) の端子(8)、(9)に良好な逆位相信号として導出され、コンデンサ (C_5)、(C_6) を介してダイオード (D_1) ~ (D_4) に印加される。

なお又、バランス型トランス (T_3) に接続されたコイル (L_1)、(L_2) はストリツプライン(4) ~ (7)の容量及び抵抗 (R_1) ~ (R_4)、コンデンサ (C_1) ~ (C_4) とアース間に存在する寄生容量等によりローパスフィルタを形成しており、この遮断周波数はほぼ 1500 MHz に設定されている。

そして、RF信号はコイル (L_1) → コンデンサ (C_1) → ダイオード (D_1) → ダイオード (D_2) → コンデンサ (C_2) → コイル (L_2) 及びコイル (L_2) → コンデンサ (C_3) → ダイオード (D_3) → ダイオード (D_4) → コンデンサ (C_4) → コイル (L_1) の経路で反射もなく良好に流れている。

以上の様に本実施例のミキサ回路においては、終端開放のストリツプライン(4) ~ (7)をダイオード (D_1)、(D_3) のアノード及びダイオード (D_2)、(D_4)

のカソードに設けることにより、ミキサ回路の局発信号及びIF信号に対するリアクタンスが著しく減少してコンデンサ (C_1) ~ (C_4) 及びダイオード (D_1) ~ (D_4) を流れる電流が増加するので、ダイオード (D_1) ~ (D_4) のバイアス電圧をミキサ回路の混変調特性が最良になるように設定することが可能になるとともに、変換損失及び相互変調特性が著しく改善される。

第3図は本発明の他の実施例のミキサ回路図で、第2図の実施例から抵抗 (R_2)、(R_4) 及びコンデンサ (C_2)、(C_4) を削除したものであり、その動作は第2図の実施例から容易に理解されるのでここでは省略する。

第4図は、第3図の回路を半導体印刷技術によつて構成した場合のパターン図である。この半導体印刷によつて構成したミキサ回路を第5図に示すVHF-UHFオールバンドTVチューナに用いたところ、混変調特性 105 ~ 110 dB μ V、変換損失 4 ~ 6 dB という従来のミキサ回路と比較して極めて良好な結果が得られた。

第5図は 54 ~ 890 MHz の RF 信号を第1ミキサ回路により 3000 MHz の第1IF周波数に変換し、さらに第2ミキサ回路で 45.75 MHz の第2IF周波数に変換する VHF-UHF オールバンドTVチューナのプロック線図であり、同図においてTVチューナは、RF増幅回路03、第1ミキサ回路04、2114.75 ~ 2944.75 MHz の第1局発回路05、3000 MHz のバンドパスフィルタ06、第2ミキサ回路07、3045.75 MHz の第2局発回路08、45.75 MHz のバンドパスフィルタ09、45.75 MHz の増幅回路08により構成されている。

叙上の様に本発明によれば、終端開放のストリツプラインを設けることにより、ミキサ回路の混変調特性及び相互変調特性及び変換損失が著しく改善されるとともに、極めて小型でかつ生産性の優れたミキサ回路を実現することができるので、その経済的、実用的効果は顕著である。

4. 図面の簡単な説明

Best Available Copy

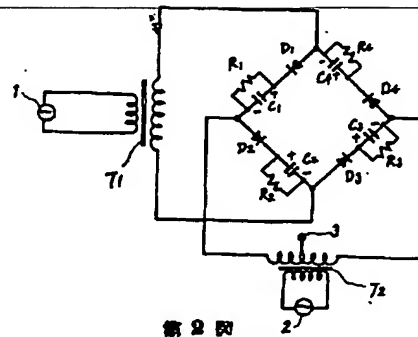
第1図は従来のダブルバランス型ミキサ回路を示す図、第2図は本発明の一実施例のダブルバランス型ミキサ回路を示す図、第3図は本発明の他の実施例を示すミキサ回路図、第4図は第3図の回路を薄膜印刷技術によつて構成した場合のパターン図、第5図は第3図に示したミキサ回路を使用したVHF-UHFオールバンドTVチューナのプロック線図である。

- (D₁)~(D₄) ダイオード
 (C₁)~(C₇) コンデンサ
 (R₁)~(R₄) 抵抗
 (4)~(7) ストリップライン
 (T₁)~(T₃) バランス型トランス
 (T₄) ハイブリッドリング
 (1) RF信号源
 (2) 局発信号源

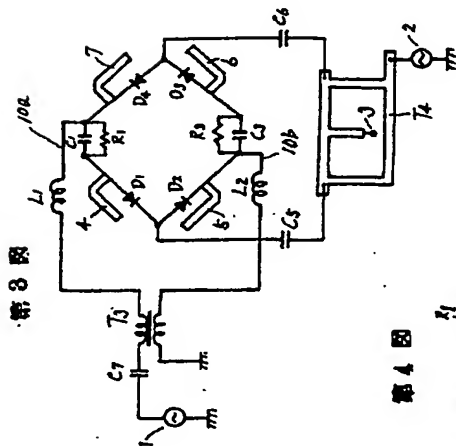
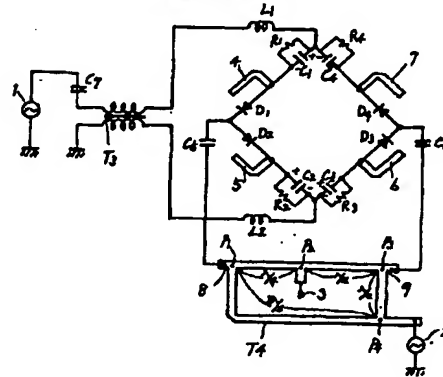
特許出願人 アルプス電気株式会社

代表者 片岡 勝太郎

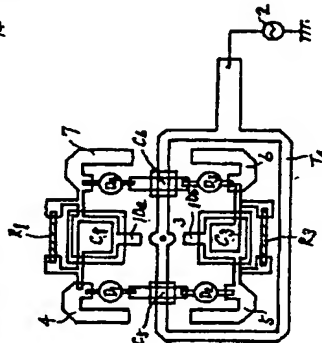
第1図



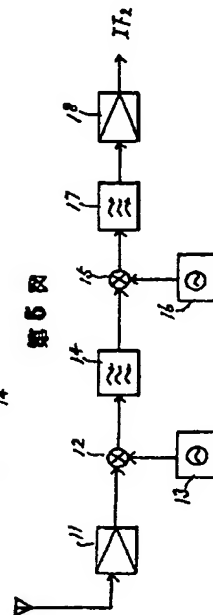
第2図



第4図



第5図



Best Available Copy